



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 11251965 A

(43) Date of publication of application: 17 . 09 . 99

(51) Int. Cl. H04B 1/707
H03H 17/02

(21) Application number: 10054019

(71) Applicant: FUJITSU LTD

(22) Date of filing: 05 . 03 . 98

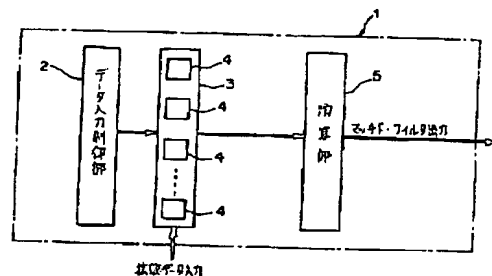
(72) Inventor: CHIN HON

(54) MATCHED FILTER AND RADIO RECEIVER FOR
CDMA COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To select an optimum architecture, to effectively lower the switching rate of the entire circuit and to substantially reduce power consumption by utilizing the feature of matched filter calculation, data dependency and data symmetry and performing design by the low power design method of a digital circuit related to a matched filter.

SOLUTION: This matched filter is provided with a data input control part 2 for specifying a place for holding received spread data every moment, data holding parts 4 for holding received data, a spread data path part 3 composed of the plural data holding parts 4 which is controlled by the data input control part 2 and an arithmetic part 5 for EXORing, adding and outputting the received spread data in the output of the spread data path part 3 and a spread replica code generated by itself.



COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-251965

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月17日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H 0 3 H 17/02

6 0 1

H 0 3 H 17/02

6 0 1 Z

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号

特願平10-54019

(22) 出願日

平成10年(1998) 3月5日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72) 発明者 陳 奔

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

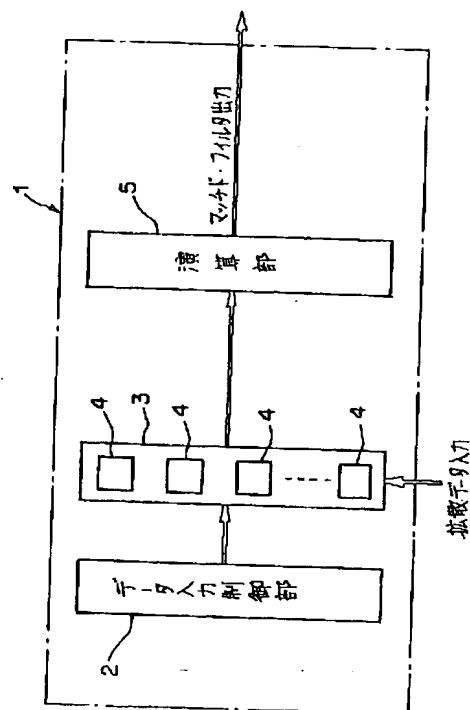
(74) 代理人 弁理士 真田 有

(54) 【発明の名称】 マッチドフィルタ及びCDMA通信方式の無線受信装置

(57) 【要約】

【課題】 マッチドフィルタに関し、マッチドフィルタ計算の特徴、データ依存性、データ対称性を利用して、デジタル回路の低電力設計手法で設計することで、最適なアーキテクチャを選択し、回路全体のスイッチング率を効果的に下げ、消費電力を大幅に低減させるようにする。

【解決手段】 マッチドフィルタにおいて、受信した拡散データを保持する場所を時々刻々と指定するデータ入力制御部2と、受信データを保持するデータ保持部4と、複数のデータ保持部4よりなって、データ入力制御部2からの制御を受ける拡散データパス部3と、拡散データパス部3の出力における受信拡散データと、自分で発生させた拡散レプリカ符号とを、EXOR演算して加算出力する演算部5とをそなえて構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、

該拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、

上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する演算部とをそなえて構成されたことを特徴とする、マッチドフィルタ。

【請求項2】 拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、

該拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部とをそなえるとともに、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力を共通信号として、該各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する複数の演算部をそなえて構成されたことを特徴とする、マッチドフィルタ。

【請求項3】 該拡散データ入力制御部が、複数の有限状態保持部を環状に配置したラウンドロビン環をそなえ、該ラウンドロビン環における複数の有限状態保持部のうちの1つの有限状態保持部のみが他の有限状態保持部と状態が異なるように、該複数の有限状態保持部の状態を順次変更していくことにより、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持が順次更新されていくように構成されたことを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載のマッチドフィルタ。

【請求項4】 該拡散データ入力制御部がカウンタをそなえ、該カウンタによる計数結果に基づいて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持が順次更新されていくように構成されたことを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載のマッチドフィルタ。

【請求項5】 該拡散データパス部の該拡散データの入力側に、該拡散データ入力制御部からの制御信号に応じて、該拡散データパス部へ該拡散データを入力させるかどうかの制御を行なうゲート部が設けられたことを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載のマッチドフィルタ。

【請求項6】 該拡散データパス部におけるデータ保持部のクロック入力側に、該拡散データ入力制御部からの制御信号を遅延させて該遅延出力を該データ保持部へのクロック入力信号とする遅延部が設けられたことを特徴とする、請求項1, 2, 5のいずれかに記載のマッチドフィルタ。

【請求項7】 該拡散データパス部におけるデータ保持部のクロック入力側に、システムクロックを反転すると

ともに、このシステムクロック反転信号と該拡散データ入力制御部からの制御信号との論理積演算を施して該論理積演算出力を該データ保持部へのクロック入力信号とする論理回路部が設けられたことを特徴とする、請求項1, 2, 5のいずれかに記載のマッチドフィルタ。

【請求項8】 該拡散データパス部と該演算部との間に、上記の各データ保持部からの出力を選択的に該演算部へ出力しうるセレクト部が設けられるとともに、該セレクト部の選択制御を行なうセレクト制御部が設けられたことを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載のマッチドフィルタ。

【請求項9】 受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式の受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、

該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する演算部とを有するマッチドフィルタをそなえて構成されていることを特徴とする、CDMA通信方式の無線受信装置。

【請求項10】 受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式でQPSK変調を施された受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、

該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とIチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する第1演算部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とQチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する第2演算部とを有するマッチドフィルタをそなえて構成されていることを特徴とする、CDMA通信方式の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】 (目次)

発明の属する技術分野

従来の技術 (図20～図24)

発明が解決しようとする課題

課題を解決するための手段 (図1, 図2)

発明の実施の形態

・第1実施形態の説明 (図3～図8, 図13, 図14)

- ・第1実施形態の変形例の説明(図9)
- ・第2実施形態の説明(図10～図12)
- ・その他(図15～図19)

発明の効果

【0002】

【発明の属する技術分野】本発明は、広帯域DS-CDMA方式を用いて好適な、マッチドフィルタ及びCDMA通信方式の無線受信装置に関する。

【0003】

【従来の技術】近年、第3世代移動無線通信方式の無線インタフェースの検討が活発に行なわれているが、第3世代システムの無線アクセス方式として、符号分割多重接続(以下、CDMA: Code Division Multiple Access)方式が有望と考えられており、日本では、郵政省電波産業会(ARIB)において、直接スペクトラム拡散変調(以下、DS-SS: Direct Sequence Spread Spectrum)を用いたDS-CDMA方式をベースに検討が進められている。

【0004】拡散帯域幅が1.25MHzの狭帯域DS-CDMA(Narrowband DS-CDMA)方式は、IS-95として、既に米国のデジタルセルラの標準に採用されている。これに対して、拡散帯域幅を5MHz以上にした広帯域DS-CDMA(Wideband DS-CDMA)方式は、セルラCDMAが持つ高い周波数利用効率に加えて、伝送レートに対する柔軟性と高速データ伝送特性において優れた特長を持っている。

【0005】DS-CDMA方式を使用した信号伝送方法は、送信側は、送信しようとするデジタル信号を、異なる拡散符号(PN符号:Pseudo Noise 符号)を掛け合わせることで帯域拡散させた後、送信し、一方、受信側では、全ての受信信号の中から、希望の受信信号を取り出すために、相関受信が行なわれる。すなわち、送信と同一のパターンを持った拡散レプリカ符号との相互相関をとることにより相関ピークを検出して、同期捕捉及び保持を行ない、復調する。

【0006】相互相関を実現するデバイスは、スライディング相関器に代表される能動相関素子と、マッチドフィルタ、SAW(Surface Acoustic Wave)コンボルバー、CCD(Coupled Charge Device)などの受動相関素子とに大別される。ここで、能動相関素子とは、受信符号をいったん記憶した後、拡散レプリカ符号をチップ時間(chip duration)毎に1ビットづつずらして逐次的に、EXOR演算を取って、加算出力するものであって、ハードウェア規模は小さくてよいが、同期捕捉に*

*は、非常に時間がかかる。

【0007】これに対し、受動相関素子とは、チップレート(chip rate)で入力されてくる受信符号と、拡散レプリカ符号とを、チップ時間毎に時々刻々とEXOR演算を取って、加算出力するものであって、ハードウェア規模は大きくなるが、同期捕捉はきわめて高速である。このため、同期捕捉が高速であるマッチドフィルタが使用されることが多い。

【0008】マッチドフィルタは、比較的長いPNコードにも対応可能であり、初期捕捉がきわめて速いうえ、逆拡散まで一度に完了でき、フルデジタルなので、LSI技術による小型化がしやすいなどメリットがあるが、広帯域信号に対応する高速なチップレートの信号に対しては、消費電力がかなり増加するという課題がある。特に携帯端末などへ応用する場合、マッチドフィルタの低消費電力問題を解決しなければならない。

【0009】一般的な、DS-CDMA方式を用いた無線端末の送信部のブロック図を、図20に示す。この図20に示すDS-CDMA方式を用いた無線端末の送信部30は、ベースバンド信号に対して一次変調を施し、帯域拡散処理を施し、アップコンバートした後に、増幅して、アンテナから無線伝搬路に送出するものであって、一次変調部31、拡散変調部32、周波数変換部33、RF増幅部34、アンテナ35をそなえて構成されている。

【0010】一次変調部31は、ベースバンド信号をデジタル変調するものである。また、拡散変調部32は、一次変調された信号に帯域拡散処理を施すものである。例えば、一次変調方式に、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調方式を用いる場合は、図21に示すように、データシンボル D_i 、 D_o は、拡散コード C_i 、 C_o と乗算器36a、36b、36c、36dにおいて、複素乗算された後、加算器37a、37bにおいて加算されて、送信コード S_i 、 S_o が得られる。

【0011】すなわち、数式で表すと、帯域信号 $Q_1(t)$ 、 $Q_2(t)$ の複素包絡線をそれぞれ $x(t)$ 、 $y(t)$ とし、また、互いに異なった搬送周波数 f_1 、 f_2 を持つとすると、 $Q_1(t)$ 、 $Q_2(t)$ は次のようになる。

$$Q_1(t) = \text{Re} [x(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_1 t)]$$

$$Q_2(t) = \text{Re} [y(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_2 t)]$$

ここで、 $\text{Re}[]$ は、実数部を表わし、 $x(t)$ 、 $y(t)$ は、次式で表される複素数である。

【0012】

$$x(t) = D_i(t) + j \cdot D_o(t)$$

$$y(t) = C_i(t) + j \cdot C_o(t)$$

$Q_1(t)$ と $Q_2(t)$ の乗積をとると、次の式(1)のようになる。

$$\begin{aligned}
 & Q_1(t) \cdot Q_2(t) \\
 & = \operatorname{Re} [x(t) \cdot y(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi(f_1 + f_2)t) / 2] \\
 & + \operatorname{Re} [x^*(t) \cdot y(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi(f_2 - f_1)t) / 2] \\
 & \quad \dots (1)
 \end{aligned}$$

ここで、 $x^*(t)$ は、 $x(t)$ の複素共役である。

【0013】式(1)の第1項が帯域を拡散した信号を表すので、送信コード S_i 、 S_q は、次式のようになる。

$$S_i = \operatorname{Re} [(D_i + j \cdot D_q) \cdot (C_i + j \cdot C_q)]$$

$$S_q = \operatorname{Im} [(D_i + j \cdot D_q) \cdot (C_i + j \cdot C_q)]$$

ここで、 $\operatorname{Im}()$ は、虚数部を表す。

【0014】周波数変換部33は、拡散変調部32の出力の送信コードをアップコンバートするものである。RF増幅部34は、帯域拡散された無線信号を、電力増幅するものであり、具体的にはハイパワーアンプ(HPA)から構成される。アンテナ35は、RF増幅部34の出力における無線信号を無線伝搬路に送出するものである。

【0015】次に、受信系について説明する。図22に、一般的な、DS-SS方式を用いた無線端末の受信部のブロック図を示す。この図22に示すDS-SS方式を用いた無線端末の受信部40は、無線信号を受信し、その受信信号を増幅し、ダウンコンバートした後、逆拡散を施し、一次復調を行なって、情報データを取り出すものであって、アンテナ41、RF増幅部42、周波数変換部43、拡散復調部44、一次復調部45をそなえて構成されている。

【0016】アンテナ41は、無線信号を受信するものである。RF増幅部42は、帯域拡散されて大変弱い無線信号を、低雑音で増幅するものであり、具体的にはローノイズアンプ(LNA)から構成される。周波数変換部43は、RF増幅部42の出力における無線信号をダウンコンバートするものである。

【0017】拡散復調部44は、周波数変換部43でダ

$$Q_{12}(t) = \operatorname{Re} [r_{12}(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi(f_2 - f_1)t)]$$

ここで、複素包絡線 $r_{12}(t)$ は、次式で表される、

$$r_{12}(t) = x(t) \cdot y^*(t) / 2 \quad \dots (2)$$

また、 $y^*(t)$ は、 $y(t)$ の複素共役を表す。

【0021】同期検波によると、搬送周波数 $f_1 = f_2$ ※

$$\begin{aligned}
 r_{12}(t) &= x_L(t) \cdot y_L^*(t) \\
 &= (D_i + j \cdot D_q) \cdot (C_i - j \cdot C_q) \\
 &= D_i \cdot C_i + D_q \cdot C_q \\
 &\quad + j \cdot (C_i \cdot D_q) - j \cdot (D_i \cdot C_q) \quad \dots (3)
 \end{aligned}$$

で表される。従って、その出力における同相成分 S_i 、直交成分 S_q は、

$$S_i = D_i \cdot C_i + D_q \cdot C_q \quad \dots (4-1)$$

$$S_q = C_i \cdot D_q - D_i \cdot C_q \quad \dots (4-2)$$

で表される。

【0022】ハイブリッド器44aは、受信信号をIチ

* ウンコンバートされた信号と、受信機内部で発生させた拡散レプリカ符号(PN符号)との帯域相互相関をとって、狭帯域信号を取り出すものであって、図23に示すように、ハイブリッド器44a、ミキサ44b、局部発振器44c、90°移相器44d、ミキサ44e、A/D(アナログ/ディジタル)変換器44f、拡散レプリカ符号発生器44g、A/D変換器44h、マッチドフィルタ20-1~20-4、加算器44i、44jをそなえて構成されている。

【0018】また、一次復調部45は、拡散復調部44の出力における、逆拡散されたディジタル信号をディジタル復調するものである。ここで、拡散復調部44の帯域相互相関演算を数式で表すと、以下に示すような過程をとる。すなわち、受信された帯域信号を $Q_1(t)$ 、復調部の局部発振器の帯域信号を $Q_2(t)$ とし、それぞれの複素包絡線を $x(t)$ 、 $y(t)$ 、また、搬送周波数 f_1 、 f_2 を持つとすると、 $Q_1(t)$ 、 $Q_2(t)$ は次式のように表される。

$$Q_1(t) = \operatorname{Re} [x(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_1 t)]$$

$$Q_2(t) = \operatorname{Re} [y(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_2 t)]$$

また、 $x(t)$ 、 $y(t)$ は、次式で表されるような複素数である。

$$x(t) = D_i(t) + j \cdot D_q(t)$$

$$y(t) = C_i(t) + j \cdot C_q(t)$$

ここで、 D_i 、 D_q は、それぞれ受信したデータ符号の同相成分、直交成分を表し、 C_i 、 C_q は、それぞれ自局で発生させた拡散レプリカ符号の同相成分、直交成分を表す。

【0020】 $Q_1(t)$ 、 $Q_2(t)$ の帯域相互相関 $Q_{12}(t)$ は、次式で表される。

※であるので、 $r_{12}(t)$ は直接低域信号 $r_{12L}(t)$ となつて、定数項を無視すると、式(2)は、

ヤネルとQチャネルとに、分波するものである。ミキサ44bは、ハイブリッド器44aの出力におけるIチャ

ネル信号に対して、局部発振器44cから出力されるアナログ正弦波を掛け合わせて、無線信号からベースバンド信号を取り出すものである。また同様に、ミキサ44eは、ハイブリッド器44aの出力におけるQチャネル信号に対して、90°移相器44dを通して位相を90°ずらしたアナログ正弦波を掛け合わせて、無線信号からベースバンド信号を取り出すものである。

【0023】A/D変換器44fは、ミキサ44bの出力信号をアナログ・デジタル変換するものであり、同様に、A/D変換器44hは、ミキサ44eの出力信号をアナログ・デジタル変換するものである。拡散レプリカ符号発生器44gは、逆拡散のため、送信側と同じ系列のPN符号である拡散レプリカ符号 C_i 、 C_q を発生するものであり、具体的には、数カ所のタップから帰還線を設けた巡回シフトレジスタで構成されている。

【0024】ここで、受信側の同相成分、直交成分をそれぞれ同相成分用、直交成分用の拡散符号によって逆拡散するだけでは、両拡散符号間の相互相関によって、逆拡散後の信号のS/N(Signal/Noise)比が劣化するため、同相、直交それぞれの成分は、それぞれ*20

$$M(nT) = \sum_{k=1}^C R(k) \cdot P(nT) \cdot Z^k \cdots (5)$$

で表される。ここで、Tはチップ時間、Cはタップ数、 $R(k)$ は拡散レプリカ符号、nは整数、 $P(nT)$ は入力拡散データを表す。

【0027】このマッチドフィルタを用いることにより、初期捕捉が極めて速くなり、逆拡散までを一度に完了することができるが、その一方で、長いシフトレジスタ及び加算器による回路規模、消費電力の増大などが課題となっている。加算器44iは、マッチドフィルタ20-1の出力信号と、マッチドフィルタ20-4の出力信号とを加算して、Iチャネルデータ S_i を取り出すものであり、同様に、加算器44jは、マッチドフィルタ20-2の出力を反転した信号と、マッチドフィルタ20-3の出力信号とを加算し、Qチャネルデータ S_q を取り出すものである。

【0028】図24に、従来のマッチドフィルタのブロック図を示す。この図24に示すマッチドフィルタ28は、受信したチップレートで速さを持つ拡散データと、自局で発生させた拡散レプリカ符号との、EXOR演算を行ない、その結果を加算して出力するもので、拡散データパス部22、乗算部23、レプリカ符号用レジスタ24、加算部25をそなえて構成されている。また、具体的な数値例として、拡散データパスビット数は8、タップ数は256、オーバーサンプリング数は4であるとす。

$$M = T \times O \cdots (6)$$

また、これから、必要な全フリップフロップの数Nは、次式で表される。

$$N = D \times M \cdots (7)$$

ここで、Dは、拡散データパスビット数であり、一次変調の変調多値数分のビット数のデータ幅を表し、Tは、

*れ2回づつ、逆拡散は計4回行なわれる。すなわち、マッチドフィルタ20-1は、A/D変換器44fの出力信号 D_i と拡散レプリカ符号発生器44gの出力信号 C_i との帯域相互相関演算、具体的には、上記式(3)の第1項に対応した演算を行なうものである。

【0025】同様に、マッチドフィルタ20-2は、A/D変換器44fの出力信号 D_i と拡散レプリカ符号発生器44gの出力信号 C_q との帯域相互相関演算、具体的には、上記式(3)の第4項に対応した演算を行なうものである。同様に、マッチドフィルタ20-3は、A/D変換器44hの出力信号 D_q と拡散レプリカ符号発生器44gの出力信号 C_i との帯域相互相関演算、具体的には、上記式(3)の第3項に対応した演算を行なうものである。

【0026】同様に、マッチドフィルタ20-4は、A/D変換器44hの出力信号 D_q と拡散レプリカ符号発生器44gの出力信号 C_q との帯域相互相関演算、具体的には、上記式(3)の第2項に対応した演算を行なうものである。そして、各マッチドフィルタ内で行なわれる演算は、

※【0029】ここで、拡散データパスビット数は、一次変調の変調多値数分のビット数のデータ幅を表し、図例では1シンボルを8ビットで受信したことになる。また、タップ数は、拡散符号長を表す。さらに、オーバーサンプリング数は、1チップ時間内で何回サンプリングを行なうかを表す。

【0030】拡散データパス部22は、サンプリングクロック毎に、受信した拡散データを取り込んで、そのデータ符号を1段づつシフトさせるシフトレジスタ群であって、シフトレジスタ22-a、22-b、22-c、22-d、22-e、22-f、22-g、22-hの8本がパラレルに配置されて構成される。そして、各シフトレジスタは、多段直列に連結したフリップフロップ(以下、フリップフロップをFFと称することがある)から構成されている。

【0031】すなわち、シフトレジスタ22-aは、M段直列に連結されたFF22-1a~FF22-Maをそなえて構成され、シフトレジスタ22-bは、M段直列に連結されたFF22-1b~FF22-Mbをそなえて構成され、同様に、シフトレジスタ22-hは、M段直列に連結されたFF22-1h~FF22-Mhをそなえて構成されている。

※【0032】ここで、Mは、タップ数Tと、オーバーサンプリング数Oによって次式のように表される。

タップ数であり、Oは、オーバーサンプリング数を表す。

【0033】なお、以下の説明のため、複数フリップフロップ（以下、この複数フリップフロップをFFsと称することがある）を定義しておく。すなわち、FFs 22-1は、FF 22-1aからFF 22-1hを横断的に8個並列に配置して構成され、FFs 22-2は、FF 22-2aからFF 22-2hを横断的に8個並列に配置して構成され、同様に、FFs 22-Mは、FF 22-MaからFF 22-Mhの8個を串刺しするように、横断的に8個並列に配置して構成されている。また、それぞれの複数フリップフロップは、8ビットの受信符号の2の補数を格納し、次段での演算を簡単化するようにしている。

【0034】レプリカ符号用レジスタ24は、拡散レプ*

$$U = \text{チップ時間} \times \text{タップ数}$$

である。

【0036】すなわち、式（5）の演算を完成するためには、入力拡散データをそれぞれ、U（秒）間だけ保持すれば良く、シフトの必要は全くない。また、式（5）の演算は、前後の演算結果に依存しないため、演算器の順番或いは位置からくる制限がなく、どこで演算を行なってもよい。さらに、全ての入力拡散データに対して、演算の内容は、全く同じであるため、‘対称的’な演算であることがわかる。

【0037】本発明は、このような拡散信号を逆拡散する方式に必要なキーデバイスである、マッチドフィルタの低電力化に関するものである。

【0038】

【発明が解決しようとする課題】よって、マッチドフィルタは、次のような特徴がある。

- ①入力拡散データの1周期U（秒）間保存。
- ②演算器空間の独立性。すなわち、演算器の順番或いは位置からくる制限がなく、どこで演算を行なってもよい。

【0039】③演算の対称性

さらに、動作的な面から、次のような特徴が挙げられる。

- ④チップレート或いはそれ以上の周波数（オーバーサンプリングが2以上の場合）で動作する。
- ⑤拡散データパス部は、シフトレジスタ構成が主流であるため、すべてのフリップフロップが、サンプリングクロック毎に動作している。

【0040】⑥QPSK変調の場合、Iチャネル（ch）と、Qチャネル（ch）を分離するため、基本的に4つのマッチドフィルタが必要である。

- ④、⑤、⑥の理由により、拡散データパス部22のスイッチング率（Switching Rate）は、非常に高くなり、消費電力が大きいという課題がある。ここで、スイッチング率とは、回路中で、動作している素子の割合を表す。

【0041】本発明は、このような課題に鑑み創案され

*リカ符号発生器で発生させた拡散レプリカ符号を格納しておくレジスタである。乗算部23は、拡散データパス部22の出力と、レプリカ符号用レジスタ24の出力とを乗算するものであり、その段数は、拡散データパス部22の出力の各タップと対応するように、式（6）で表される。具体的には、EXORゲートによって実現される。また、拡散符号（1，-1）はそれぞれ、（0，1）で表現される。

【0035】加算部25は、乗算部23からのT個のタップ出力の和を取って、8ビットで出力するものである。式（5）から、入力される拡散データP（nT）のライフタイムは、ちょうど拡散符号の1周期に相当するU（秒）である。ここでUは、

$$\dots (8)$$

たもので、マッチドフィルタの消費電力を低減させるために、マッチドフィルタ計算の特徴、データ依存性、データ対称性を利用した、ディジタル回路の低電力設計手法を用いることで、最適なアーキテクチャを選択し、回路全体のスイッチング率を効果的に下げ、前述の問題を解決するマッチドフィルタ及びCDMA通信方式の無線受信装置を提供することを目的とする。

【0042】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理ブロック図で、この図に示すように、本発明にかかるマッチドフィルタ1は、拡散データ入力制御部2、拡散データパス部3、演算部5をそなえて構成されている。ここで、拡散データパス部3は、拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部4を並列的に配置して構成されているもので、データ入力制御部2は、受信した拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部3における各データ保持部4へのデータ保持制御を順次行なっていくものである。また、演算部5は、拡散データパス部3の各データ保持部4からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力するものである（請求項1）。

【0043】また、図2は、本発明の別の原理ブロック図で、この図に示すように、本発明にかかるマッチドフィルタ6は、拡散データ入力制御部2、拡散データパス部3、複数演算部19をそなえて構成されている。ここで、拡散データパス部3は、拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部4を並列的に配置して構成されているもので、拡散データ入力制御部2は、該拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部3における各データ保持部4へのデータ保持制御を順次行なっていくものである。また、複数演算部19は、上記の拡散データパス部3の各データ保持部4からの出力を共通信号として、該各データ保持部4からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する複数の演算部5をそなえて構成されている（請求項2）。

【0044】また、図1又は図2に記載のマッチドフィルタにおいては、該拡散データ入力制御部2が、複数の有限状態保持部を環状に配置したラウンドロビン環をそなえ、該ラウンドロビン環における複数の有限状態保持部のうちの1つの有限状態保持部のみが他の有限状態保持部と状態が異なるように、該複数の有限状態保持部の状態を順次変更していくことにより、上記の拡散データパス部3における各データ保持部4へのデータ保持が順次更新されていくように構成することができる（請求項3）。

【0045】さらに、図1又は図2に記載のマッチドフィルタにおいては、該拡散データ入力制御部2がカウンタをそなえ、該カウンタによる計数結果に基づいて、上記の拡散データパス部3における各データ保持部4へのデータ保持が順次更新されていくように構成することもできる（請求項4）。そして、図1又は図2に記載のマッチドフィルタにおいては、該拡散データパス部3の該拡散データの入力側に、該拡散データ入力制御部2からの制御信号に応じて、該拡散データパス部3へ該拡散データを入力させるかどうかの制御を行なうゲート部を設けて構成することもできる（請求項5）。

【0046】ここで、図1又は図2又は請求項5に記載のマッチドフィルタにおいては、該拡散データパス部3におけるデータ保持部4のクロック入力側に、該拡散データ入力制御部2からの制御信号を遅延させて該遅延出力を該データ保持部4へのクロック入力信号とする遅延部を設けて構成してもよく（請求項6）、該拡散データパス部3におけるデータ保持部4のクロック入力側に、システムクロックを反転するとともに、このシステムクロック反転信号と該拡散データ入力制御部2からの制御信号との論理積演算を施して該論理積演算出力を該データ保持部4へのクロック入力信号とする論理回路部を設けて構成してもよい（請求項7）。

【0047】さらに、図1又は図2に記載のマッチドフィルタにおいては、該拡散データパス部3と該演算部6との間に、上記の各データ保持部4からの出力を選択的に該演算部5へ出力しうるセレクト部が設けられるとともに、該セレクト部の選択制御を行なうセレクト制御部を設けて構成することができる（請求項8）。ところで、本発明のCDMA通信方式の無線受信装置は、受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式の受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する演算部とを有

するマッチドフィルタをそなえて構成されていることを特徴としている（請求項9）。

【0048】また、本発明のCDMA通信方式の無線受信装置は、受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式でQPSK変調を施された受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とIチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する第1演算部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とQチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する第2演算部とを有するマッチドフィルタをそなえて構成されていることを特徴としている（請求項10）。

【0049】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、本発明の実施形態を説明する。

（A）本発明の第1実施形態

本発明の第1実施形態にかかるデジタルマッチドフィルタも、前述した広帯域DS-SS-CDMA方式を用いた無線端末の受信部の拡散復調部に設けられるものである。

【0050】即ち、図3に示すように、第1実施形態にかかるデジタルマッチドフィルタが適用された拡散復調部44についても、ハイブリッド器44a、ミキサ44b、局部発振器44c、90°移相器44d、ミキサ44e、A/D変換器44f、拡散レプリカ符号発生器44g、A/D変換器44h、デジタルマッチドフィルタ（低電力マッチドフィルタ）20-1~20-4、加算器44i、44jをそなえて構成されている。

【0051】これにより、拡散復調部44では、周波数変換部43でダウンコンバートされた無線信号を、ハイブリッド器44aにおいて、IチャネルとQチャネルとに分波し、ミキサ44bにおいて、Iチャネルを、局部発振器44cから出力されるアナログ正弦波と掛け合わせ、また、ミキサ44eにおいて、Qチャネルを、局部発振器44cの出力波形が90°移相器44dにて移相されたアナログ余弦波と掛け合わせる。そして、A/D変換器44f、44hにおいて、ミキサ44b、ミキサ44eからの出力信号をアナログ・デジタル変換し、デジタルマッチドフィルタ20-1~20-4において、拡散レプリカ符号発生器44gの出力における拡散レプリカ符号C_i、C_qと、A/D変換器44f、44hからの出力信号であるD_i、D_qとにより、帯域相互相関演算を行なう。さらに、加算器44i、44jにおいて、デジタルマッチドフィルタ20-1~20-4

における両出力信号を加減算して、IチャネルデータS_i及びQチャネルデータS_qとして出力する。

【0052】ところで、本第1実施形態にかかる、デジタルマッチドフィルタ20-1、20-2、20-3、20-4は、受信した拡散入力データを、チップ時間毎に、指定された複数フリップフロップのうちの1個に、順番的に書き込み、これと同時に、拡散レプリカ符号(PN符号)を、チップ時間毎にシフトさせて、逆拡散の演算を行なって出力するもので、図4に示すように、拡散データ入力制御回路(部)10、拡散データパスレジスタ回路(拡散データパス部)7、オーバーサンプリング回路(セレクト制御部)8、演算回路(部)9をそなえて構成されている。

【0053】ここで、拡散データ入力制御回路10は、受信した拡散入力データを、拡散データビット数ずつ順次、拡散データパスレジスタ回路7内の1つのデータ保持部としてのFFs13に書き込みを行なうべく、その書き込み位置を制御するものである。また、拡散データパスレジスタ回路7は、拡散データ入力制御回路10によって指定された1つのFFs13に、チップ時間幅を持つ拡散データビット数の受信拡散データを保存するものである。ここで、1つのFFs13は、1ワードデータを表し、拡散データパス数分のFF13aが、並列的に配置されており、例えば、拡散データパス数が8の場合においては、拡散入力データは8ビットずつ、順次異なるFFs13に保存される。

【0054】図5に、拡散データ入力制御回路10の構成を示す。図5に示す拡散データ入力制御回路10は、ラウンドロビン環と呼ばれる、数珠状に連結された複数のフリップフロップ10aから構成されたシフトレジスタであって、全部のFF10aの出力端子が、次段のFF10aの入力端子に連結されて、全体として数珠状に閉じた接続形態をなしている。そして、FF10aの個数は、(タップ数×オーバーサンプリング数)個である。

【0055】また、このFF10aは、ある有限な状態を保持するもので、具体的にはDFF(Delay Flip Flop:遅延フリップフロップ)などが用いられる。これにより、FF10aが、有限状態保持部として機能することになる。すなわち、ラウンドロビン環内で、'1'という状態のフリップフロップを常に1つのみにし、残りのフリップフロップはすべて'0'という状態にしておくことで、1つのフリップフロップだけが、他のフリップフロップと状態が異なるようにし、この'1'状態のフリップフロップがサンプリングクロック毎に順次シフトしていく。

【0056】なお、有限状態保持部としては、1ビットのフリップフロップに限定されるものではなく、その他のものを用いてもよい。そして、各FF10aの出力は、次段の拡散データパスレジスタ回路7の各FFs13に、過不足なくつながっており、この値が'1'とな

ることによって、唯一つのFFs13がアクティブにされて、その内容が更新される。

【0057】ここで、拡散データパスレジスタ回路7の各FFs13が更新される周期は、(タップ数×チップ時間)の期間であり、拡散符号の全長が現れるのに要する時間に相当する。また、このような構成により、(タップ数×オーバーサンプリング数)段数のラウンドロビン環で'1'となったフリップフロップにつながっているFFs13のみが、入力側から自分宛ての1ワード分の拡散入力データをラッチするので、ラウンドロビン環は、各FFs13に対してデータ更新できる順番を知らせる働きをしている。

【0058】図13に、FFs13の回路構成を示す。この図13に示すFFs13は、8個のFF13aと、8個のANDゲート13bとをそなえて構成されている。なお、図13の8個は、受信した1ワードデータのビット数を表しており、一次変調の変調多値数分のビット数分に対応している。そして、受信した1ワードデータの2の補数が入っており、これらが、次段のオーバーサンプリング回路8に出力される。また、このようなFFs13の個数は、ラウンドロビン環を構成するFF10aの数と等しく、(タップ数×オーバーサンプリング数)個である。

【0059】また、FF13aは、ANDゲート13bの出力に応じて、受信した拡散データのうちの1ビットを、1周期の間だけ保持するものである。また、ANDゲート13bは、入力制御回路であって、拡散データ入力制御回路10からの制御信号に応じて、受信した拡散データを取り込んで保持するか、若しくは取り込まないか、の決定をするゲートである。

【0060】図14(a)に、FF13aの入力制御回路の構成を示す。ここで、ANDゲート13bは、拡散入力データビットと、拡散データ入力制御回路10から出力されるFF入力制御信号との論理積を取って、その出力がFF13aのD端子に入力されるものである。図14(b)に、FF13aのタイミングチャートを示す。すなわち、FF入力制御信号RB-CNTがオンになると、各FF13aのイネーブル端子がアクティブになり、クロックCLKの立ち上がりエッジで、拡散入力データビットは、各FF13aのD端子に取り込まれる。逆に、オフのときは、各FF13aはスリープになるので、拡散入力データビットは、各FF13aに取り込まれない。

【0061】また、このようにして、拡散データパス回路7の各FFs13の入力は、拡散入力データとは常には接続されず、データ入力時以外は停止状態になるため、各FFs13のデータ入力端子のスイッチング率を抑えられ、無駄な電力を消費しない。すなわち、ある時刻に、動作しているFFs13は、拡散データパスのビット数幅の1ワード分だけとなり、拡散データパス回路

7の各FFs13の入力端子のスイッチング率は、大幅に下げられ、消費電力を効果的に低減することができる。

【0062】なお、ここで、書き込み制御の動きは、拡散データバスレジスタ回路7が、あたかも環状に配置されているように見える。この“環状”という語について説明する。図6に示すように、各FFs13の出力のQ端子と、次段のFFs13の入力のD端子は、回路的には、連結しているわけではないが、拡散データ入力制御回路10が、中心に位置し、その回りを拡散データバス回路7の各FFs13が、概念的には、放射円状に配置されていて、更新タイミングの順番が割り振られていると捕らえることができる。

【0063】さらに、拡散データバスレジスタ回路7は、受信した拡散入力データを保持する複数個のFFs13から構成されており、このFFs13を単位に拡散データ入力更新される。次に、オーバサンプリング制御について説明する。オーバサンプリング数が1なら制御方法を検討する必要はないが、1より大きい場合は、1チップ時間内に行なわれるオーバサンプリングの度に、FFs13のシフト制御が必要となる。すなわち、例えば、4倍サンプリングのとき、1チップ時間内に4回乗算が繰り返されるので、各サンプリングクロック毎に拡散データバス回路7のFFs13の出力をずらしていかななくてはならない。

【0064】図7に、一般的な4倍オーバサンプリング制御回路の1例を示す。この図7に示す4倍オーバサンプリング制御回路50は、FFs13が(タップ数×4)段直列に連結したシフトレジスタ群から構成される。この、4倍オーバサンプリング制御回路50は、受信した8ビット幅の拡散データ入力をサンプリングクロック毎にシフトさせるレジスタであって、4段毎のFFs13のデータが出力され、その出力が、演算回路51に入力される。

【0065】演算回路51は、4倍オーバサンプリング制御回路50からの受信符号と、外部の拡散レプリカ符号発生器44gからの拡散レプリカ符号とを逆拡散演算するもので、乗算回路51a、加算回路51bをそなえて構成されている。乗算回路51aは、4倍オーバサンプリング制御回路50から出力される4クロック毎の8ビットデータと、拡散レプリカ符号発生器44gからの8ビット拡散レプリカ符号とをEXOR演算して、加算回路51bに出力するものである。

【0066】また、加算回路51bは、乗算回路51aからの出力をすべて足し合わせるものである。このように、拡散レプリカ符号発生器44gのデータはシフトせずに、4倍オーバサンプリング制御回路50のデータがシフトして演算が行なわれる。また、4倍オーバサンプリング制御回路50のデータは、1周期の間更新されない。

【0067】これに対して本発明では、データが1周期の間更新されない点は同じであるが、受信した拡散入力データはシフトせずに、拡散レプリカ符号がシフトするようになっている。このため、拡散入力データを選択する手段が必要となる。図8に、本発明にかかる4倍オーバサンプリング制御回路の構成を示す。この図8に示す、オーバサンプリング制御回路8は、拡散データバスレジスタ回路7内の複数のFFs13の中から1つの出力を選択して、演算回路9へ出力するもので、複数のセクタ(SLT)8a、‘O’-状態のFSM(‘O’-State Finite State Machine:有限状態マシーン)8bをそなえて構成されている。

【0068】セクタ8aは、拡散データバスレジスタ回路7における4個のFFs13から1個のFFs13を選択するセクタである。また、‘O’-状態FSM8bは、1チップ時間内で、何番目のオーバサンプリングが行なわれているかを表すものであって、4倍であれば、具体的には、例えば2ビットのカウンタによって、‘00’が状態0、‘01’が状態1、‘10’が状態2、‘11’が状態3などと表すことができる。なお、状態の表示方法は、これに限定されるものではなく、他の表示方法を用いてもよい。

【0069】すなわち、拡散データバスレジスタ回路7内の各FFs13の出力は、4個づつまとめられて、セクタ8aに入力される。その際、4-状態FSM8bが、各セクタ8aを制御することによって、4個のFFs13から1個のFFs13が選択され、そのFFs13が格納しているデータだけが、演算回路9に出力される。

【0070】このように、受信した拡散入力データをシフトさせずに、拡散レプリカ符号をシフトさせるという構成なので、オーバサンプリング制御回路8を設けることによって、セクタによって選択されたFFs13だけが動作し、その他のFFs13は、停止状態になるので低消費電力化がなされる。演算回路9は、オーバサンプリング制御回路8内のセクタ8aの出力と、自局で発生させた拡散レプリカ符号とを、EXOR演算して、そのすべての結果を足し合わせて出力するものであって、乗算回路9a、拡散レプリカ符号レジスタ26、加算回路9bをそなえて構成されている。

【0071】すなわち、乗算回路9aは、オーバサンプリング制御回路8内のセクタ8aの出力と、自局で発生させた拡散レプリカ符号とを、EXOR演算するものである。1サンプリングクロック毎の、立ち上がりクロック、又は、立ち下がりクロックで、演算が行なわれる。また、サンプリングクロック間隔は、次式で表される。

【0072】サンプリングクロック間隔

また、拡散レプリカ符号レジスタ 26 は、拡散レプリカ符号発生器 44g で発生させた拡散レプリカ符号を読み込んで、1チップ時間毎に、1ビットづつシフトしていく巡回シフトレジスタである。

【0073】加算回路 9b は、乗算回路 9a のすべての結果を足し合わせて出力するものである。このようにして、本実施例では、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、広帯域 DS-CDMA 方式の受信機の復調部に使われるデジタルマッチドフィルタの各要素において、回路全体のスイッチング率を下げるよう低電力設計を行ない、スイッチング率が効果的に改善されるので、消費電力を低減させることができ、例えば、移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効である。さらに、フルデジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となつて、装置の小型化を促進することができ、端末の低コスト化に寄与できる。

【0074】(A1) 本発明の第 1 実施形態の変形例
なお、上記の第 1 実施形態で用いられていた、オーバーサンプリング制御回路を、構成要素からはずしてもデジタルマッチドフィルタを構成できる。すなわち、オーバーサンプリング数が 1 の場合は、式 (9) より、サンプリング間隔は、チップ時間となるので、オーバーサンプリング制御回路が必要ない。

【0075】図 9 は、本発明の第 1 実施形態の変形例にかかる、デジタルマッチドフィルタのブロック図であり、同図に示すデジタルマッチドフィルタ 11 は、受信した拡散入力データを、チップ時間毎に、拡散データ入力制御回路 10 によって指定された FFS 13 のうちの 1 個に、順番的に書き込み、これと同時に、拡散レプリカ符号を、サンプリング時間毎にシフトさせて、逆拡散の演算を行なつて出力するもので、拡散データ入力制御回路 10、拡散データパスレジスタ回路 7、演算回路 9 をそなえて構成されている。

【0076】ここで、上記の第 1 実施形態と同じ符号を有する部材は、同様なものを表すので、更なる説明は省略する。オーバーサンプリング数が 1 の場合、上述のラウンドロビン環のフリップフロップの数は、タップ数と等しくなり、オーバーサンプリング制御用のセレクトが必

$$S_i + j \cdot S_o$$

$$= D_i \cdot (C_i - j \cdot C_o) + D_o \cdot (C_o + j \cdot C_i) \cdots (10)$$

が得られ、従来、 $D_i \cdot C_i$ の計算と、 $D_i \cdot j \cdot C_o$ の計算とを別々のデジタルマッチドフィルタで行なっていたものを、式 (10) 第 1 項のように、 I_{ch} データ D_i と、 $(C_i - j \cdot C_o)$ との計算で行なうようになっている。また同様に、 $D_o \cdot C_o$ の計算と、 $D_o \cdot j \cdot C_i$ の計算とを別々のデジタルマッチドフィルタで行なっていたものを、式 (10) 第 2 項のように、 Q_{ch} データ D_o と、 $(C_o + j \cdot C_i)$ との計算で行な

* 要ないので、著しく消費電力が改善される。

【0077】このようにして、本発明の第 1 実施形態の変形例によれば、オーバーサンプリング制御回路を省略しても、デジタルマッチドフィルタを構成できるので、上記の第 1 実施形態よりも一層、消費電力を低減することができる。

(B) 本発明の第 2 実施形態

上記の第 1 実施形態及び第 1 実施形態の変形例においては、デジタルマッチドフィルタを構成するユニットを、消費電力を抑えた回路にすることにより低消費電力化を図っていた。

【0078】ところで、受信機の拡散復調部で使用されるデジタルマッチドフィルタの個数を減らすことによっても消費電力を抑えることができる。図 10 に、本発明の第 2 実施形態にかかる広帯域 DS-CDMA 方式を用いた無線端末の拡散復調部のブロック図を示す。この図 10 に示す、拡散復調部 46 は、受信した無線信号を周波数変換部 43 でダウンコンバートさせたのち、この信号と、受信機内部で発生させた拡散レプリカ符号との帯域相互相関をとつて、狭帯域信号を取り出すものであつて、ハイブリッド器 44a、ミキサ 44b、局部発振器 44c、90° 移相器 44d、ミキサ 44e、A/D 変換器 44f、拡散レプリカ符号発生器 44g、A/D 変換器 44h、デジタルマッチドフィルタ (低電力マッチドフィルタ) 21-1、21-2、加算器 44i、44j をそなえて構成されている。

【0079】ここで、上記の第 1 実施形態と同じ符号を有する部材は、同様なものを表すので、更なる説明は省略する。上記の第 1 実施形態でのデジタルマッチドフィルタは 4 個であるのに対して、本変形例では、デジタルマッチドフィルタは、2 個だけとなっている。では、なぜ、デジタルマッチドフィルタが、2 個だけなのか、の理由を説明する。

【0080】上述したように、一次変調に QPSK を用いているので、受信した I_{ch} データの D_i と、 Q_{ch} データの D_o との 2 種類のデータは、共通信号として、分岐して計算に用いられている。すなわち、上述の式 (3) を変形すると、

うようになっている。

【0081】これにより、従来は、 I_{ch} のパスに属する 2 つのデジタルマッチドフィルタが必要とした計算を、1 つのデジタルマッチドフィルタで行なう一方、 Q_{ch} のパスに属する 2 つのデジタルマッチドフィルタが必要とした計算を、1 つのデジタルマッチドフィルタで行なうことで、復調部全体では、第 1、第 2 の 2 個のデジタルマッチドフィルタで済むようになる。

【0082】そして、受信したI c hとQ c hのデータを共用するために、共用の拡散データパス回路を用意して演算を行なう。図11に、本発明の第2実施形態にかかるデジタルマッチドフィルタのブロック図を示す。この図11に示す、データパス共用型デジタルマッチドフィルタ21-1、21-2は、拡散データ入力制御回路10、共用型拡散データパスレジスタ回路77、オーバーサンプリング回路8、演算回路9、及びオーバーサンプリング回路88、演算回路99をそなえて構成されている。

【0083】また、図12に、本発明の第2実施形態にかかる共用拡散データパス回路77と、オーバーサンプリング回路8及びオーバーサンプリング回路88との接続形態を示す。この図12に示す共用拡散データパス回路77は、受信した拡散入力データを保持し、2か所の演算回路に対して、データを提供するものであって、複数のFFs13を並列的に配置してそなえている。

【0084】オーバーサンプリング回路88は、オーバーサンプリング回路8と同様であって、拡散データパスレジスタ回路77内の複数のFFs13の中から1つの出力を選択して、演算回路9へ出力するもので、複数のセクタ(SLT)88a、'O'状態のFSM88bをそなえて構成されている。演算回路99は、演算回路9と同様であって、オーバーサンプリング制御回路88内の出力と、拡散レプリカ符号レジスタ27の出力における拡散レプリカ符号とを、乗算回路99aにおいてEXOR演算して、そのすべての結果を加算回路99bにおいて足し合わせて出力するものである。

【0085】このような構成により、共用拡散データパス回路77の出力は、共通信号として、オーバーサンプリング回路8及びオーバーサンプリング回路88に、共用されている。また、オーバーサンプリング回路8の出力は、Iチャンネル用拡散符号と乗算され、その結果が演算回路9から加算出力される。同様に、オーバーサンプリング回路88の出力は、Qチャンネル用拡散符号と乗算され、その結果が演算回路99から加算出力される。

【0086】また、従来のものと比較して、オーバーサンプリング数が4の場合、拡散データパスレジスタ回路77内のFFs13が、あたかも環状に構成され、さらに、この出力が共用されるため、オーバーサンプリング回路8、88が導入されているのにもかかわらず、消費電力は55%の改善が得られた。このようにして、本実施形態では、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、広帯域DS-SS-CDMA方式の受信機の復調部に使われるデジタルマッチドフィルタの各要素において、回路全体のスイッチング率を下げるように低電力設計を行ない、拡散データパス回路を共用することで、従来4個必要だったデジタルマッチドフィルタを2個に減らすことができ、スイッチング率が大幅に改善されるので、消費電力をほぼ半分に減少させること

ができる。これはまた、例えば、移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効である。さらに、フルデジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となつて、移動機の小型化を促進することができる、端末の低コスト化に寄与できる。

【0087】(C)その他

上記の、各実施形態では、拡散データパス回路7の各FFs13のスイッチング率を改善する方法として、各FF13aのイネーブル端子を使用する方法を用いているが、本実施形態はこれに限定されるものではなく、各複数フリップフロップをオン・オフ制御する方法として、各複数フリップフロップのクロック端子を使用するように構成してもよい。

【0088】各フリップフロップのクロック端子を使用した入力制御回路を持つ、クロック遅延型FFs制御回路の構成を図15に示す。この図15に示すFFs14は、拡散データ入力制御回路10からの制御信号に応じて、受信した拡散データを取り込んで保持するか、若しくは取り込まないか、の決定がされるものであって、8個のFF14a、8個のANDゲート14b、8個のバッファ14cをそなえて構成されている。ここで、図15の8個は、受信した1ワードデータのビット数を表しており、一次変調の変調多値数分のビット数に対応している。そして、受信した1ワードデータの2の補数が入っており、これらが、次段のオーバーサンプリング回路8に出力される。

【0089】また、FF14aは、ANDゲート14bの出力に応じて、受信した拡散データのうちの1ビットを、1周期の間だけ保持するものである。具体的には、DFF(遅延フリップフロップ)などが用いられる。また、ANDゲート14bは、入力制御回路であって、拡散データ入力制御回路10からの制御信号に応じて、受信した拡散データを取り込んで保持するか、若しくは取り込まないか、の決定をするゲートである。すなわち、拡散入力データビットと、拡散データ入力制御回路10から出力されるFF入力制御信号RB-CNTとの論理積を取って、その出力がFF14aのD端子に入力されるものである。

【0090】また、バッファ14cは、FF入力制御信号RB-CNTを遅延させて、FF14aに出力するものである。図16(a)に、クロック遅延型FF14aの入力制御回路の構成を示すとともに、図16(b)に、FF14aのタイミングチャートを示す。すなわち、FF入力制御信号RB-CNTは、バッファ14cによって時間遅延がされたCNT-INとして、FF14aのクロック端子CKに入力される。

【0091】ここで、FF入力制御信号RB-CNTの出力がオンになると、拡散データビットPNDのパスが開き、クロックCNT-INの立ち上がりエッジで、各FF14aに取り込まれて、FF14aの出力のQ端子

がセットされる。逆に、FF入力制御信号RB-CNTの出力がオフのときは、各FF14aはスリープになるので、拡散データビットは、各FF14aに取り込まれず、電力を消費しない。

【0092】また、これから、各FFs14のクロック端子のスイッチング率は、従来構成の1/(タップ数×オーバサンプリング数)となる。なぜならば、動作するFFs14の個数は、従来構成では、上述した式(7)から、(拡散データバスビット数×タップ数×オーバサンプリング数)個であるが、本構成では、入力制御信号によってオンにされたFFs14のみ動作するため、FFs14内の、(拡散データバスビット数)個のFF14aのみが、スイッチングされているからである。

【0093】このような構成により、各FF14aのクロック端子として、高速なサンプリングクロックの代わりに、各FF14aの入力制御信号RB-CNTを使うことによって、各FF14aの動作を停止状態にさせるため、低消費電力が実現される。さらに、クロック制御方法は、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、種々変形して実施することができ、その部分を別の回路にしてもよい。

【0094】すなわち、クロック制御方法を変形させる例として図17に、反転クロック型FFs制御回路の構成を示す。この図17に示すFFs15は、拡散データ入力制御回路10からの制御信号に応じて、受信した拡散データを取り込んで保持するか、若しくは取り込まないか、の決定がされるものであって、8個のFF15a、8個のANDゲート15b、8個のANDゲート15c、インバータ15dをそなえて構成されている。なお、図17の8個は、受信した1ワードデータの2の補数が入っており、次段のオーバサンプリング回路8に出力される。

【0095】図18(a)に、FF15aの入力制御方法を示す。FF15aは、ANDゲート15bからの出力に応じて、受信した拡散データを1周期の間だけ保持するものである。また、ANDゲート15bは、拡散データビットと、拡散データ入力制御回路10から出力されるFF入力制御信号RB-CNTとの論理積を取って、その出力がFF15aのD端子に入力されるものである。

【0096】また、ANDゲート15cは、インバータ15dの出力における反転CLKと、FF入力制御信号RB-CNTとの論理積を取って、その出力がFF15aのCK端子に入力されるものである。バッファ15dは、システムクロックCLKを反転させて、ANDゲート15cに出力するものである。

【0097】図18(b)に、FF15aのタイミングチャートを示す。すなわち、FF入力制御信号RB-CNTの出力がオンになると、拡散データビットPNDのパスが開き、拡散入力データは、クロックCKの立ち上

がりエッジで、各FF15aに取り込まれる。ここで、FF入力端子CKには、FF入力制御信号RB-CNTがオンのときだけ、反転CLKが入力される。

【0098】逆に、FF入力制御信号RB-CNTの出力がオフのときは、各FF15aはスリープになるので、拡散データビットは、各FF15aに取り込まれず、電力を消費しない。このような構成により、各フリップフロップのクロック端子に、直接高速なサンプリングクロックを入力せずに、入力制御信号RB-CNTとの論理積をとることによって、各フリップフロップの動作を停止状態にさせるため、低消費電力が実現される。

【0099】さて、上記の各実施形態では、拡散データバス回路7の各複数フリップフロップのスイッチング率を改善する方法として、ラウンドロビン環を用いた拡散データ入力制御方式を用いているが、本発明はこれに限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、種々変形して実施することができ、拡散データ入力制御方式を別の回路にしてもよい。

【0100】すなわち、上述した各実施形態では、拡散データ入力制御方式として、ラウンドロビン環を用いた制御方式が用いられており、このラウンドロビン環が持つフリップフロップの個数は、(タップ数×オーバサンプリング数)個の多数となる。従って制御方式として、フリップフロップ数が少ないことを特徴とする2進数カウンタ方式を用いるようにしてもよい。

【0101】すなわち、図19に、2進数カウンタ方式を用いた拡散データ入力制御回路と拡散データバス回路7との接続構成を示す。この図19に示す2進数カウンタ方式拡散データ入力制御回路16は、受信した拡散データを、チップ時間毎に順番的に、指定された拡散データバス回路7内のFFs13のうちの1個に、書き込むものであって、Kビットカウンタ17、デコーダ18をそなえて構成されている。

【0102】Kビットカウンタ17は、拡散データを書き込むべきFFs13の番号を示す2進数カウンタである。ここで、必要となるKの値は、FFs13の全段数以上にとるようにすればよく、タップ数をT、オーバサンプリング数をOとすれば、次式が得られる。

$$2^k \geq T \times O$$

例えば、タップ数が256、オーバサンプリング数が4の場合、

$$K \geq \log_2 (256 \times 4)$$

より、K=10となる。

【0103】また、デコーダ18は、Kビットカウンタ17の値をデコードして、拡散データを書き込むべき番号のFFs13だけをアクティブにしてデータを更新するものである。この方法によれば、それぞれの拡散データバス回路7内のFFs13の位置が、Kビットカウンタ値と対応している。また、このカウンタ値は、カウンタの状態を表しているもので、ある瞬間に1つの値しか持

たないため、条件に応じて、カウンタ値をインクリメント又はデクリメントさせれば、特定のFFs 13を指示することから、ラウンドロビン環の効果を果たせることができる。

【0104】このようにして、本例によれば、回路を小さくすることができ、また、消費電力を少なくすることができる。このようにして、本変形例では、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、広帯域DS-CDMA方式を用いた無線端末の復調部に使われるディジタルマッチドフィルタの各要素において、低電力設計を行ない、また、スイッチング率が効果的に改善されるので、消費電力を低減させることができ、例えば、移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効である。さらに、フルディジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となつて、移動機の小型化を促進することができ、端末の低コスト化に寄与できる。

【0105】そして、本発明は上述した実施形態に限定されるものではなく、フリップフロップの論理を反転させたものでも、また、ある有限な状態を複数のビットで表示してもよく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、種々変形して実施することができるのは、言うまでもない。

【0106】

【発明の効果】以上詳述したように、請求項1記載の本発明のマッチドフィルタによれば、拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、その拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する演算部とをそなえて構成されているので、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、マッチドフィルタ内の各要素において、低電力設計を行ない、回路全体のスイッチング率が効果的に改善されて、消費電力を非常に小さくすることができる利点がある。また、例えば、広帯域DS-CDMA方式を用いた無線端末で移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効であるという利点がある。さらに、フルディジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となつて、移動機の小型化を促進することができ、端末の低コスト化に寄与できるという利点がある。

【0107】また、請求項2記載の本発明のマッチドフィルタによれば、拡散データを入力されるべく、複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、その拡散データの入力に応じて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部とをそなえると

ともに、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力を共通信号として、該各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する複数の演算部をそなえて構成されているので、例えばQPSKを一次変調に用いた場合、従来の4個のマッチドフィルタを用いた復調回路と比較して、消費電力をほぼ半減にできるという利点がある。また、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、マッチドフィルタ内の各要素において、低電力設計を行ない、回路全体のスイッチング率が効果的に改善されて、消費電力を非常に小さくすることができる利点がある。また、例えば、広帯域DS-CDMAを用いた無線端末で移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効であるという利点がある。その上、フルディジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となつて、移動機の小型化を促進することができ、端末の低コスト化に寄与できるという利点もある。

【0108】また、該拡散データ入力制御部は、複数の有限状態保持部を環状に配置したラウンドロビン環をそなえ、該ラウンドロビン環における複数の有限状態保持部のうちの1つの有限状態保持部のみが他の有限状態保持部と状態が異なるように、該複数の有限状態保持部の状態を順次変更していくことにより、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持が順次更新されていくように構成することができ、このようにすれば、例えば、データ保持部を複数のフリップフロップで実現した場合において、ある時刻に、動作しているフリップフロップは、拡散データパスのビット数個分だけとなり、その他のフリップフロップの入力は、拡散データ入力とは、接続されていないので、各フリップフロップのデータ入力端子のスイッチング率は、大幅に下げられ、消費電力を効果的に低減することができるという利点がある（請求項3）。

【0109】さらに、該拡散データ入力制御部は、カウンタをそなえ、該カウンタによる計数結果に基づいて、上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持が順次更新されていくように構成することもでき、このようにすれば、ラウンドロビン方式と比べて、回路規模をかなり小さくすることができ、また、消費電力を少なくすることができる利点がある（請求項4）。

【0110】そして、該拡散データパス部の該拡散データの入力側に、該拡散データ入力制御部からの制御信号に応じて、該拡散データパス部3へ該拡散データを入力させるかどうかの制御を行なうゲート部を設けて構成することもでき、このようにすれば、例えば、データ保持部を複数のフリップフロップで実現した場合において、各フリップフロップは、データ入力時以外は停止状態になるため、低消費電力が実現できる利点がある（請求項5）。

【0111】ここで、該拡散データパス部におけるデータ保持部のクロック入力側に、該拡散データ入力制御部からの制御信号を遅延させて該遅延出力を該データ保持部へのクロック入力信号とする遅延部を設けて構成してもよく、このようにすれば、例えば、データ保持部を複数のフリップフロップで実現した場合において、各フリップフロップのクロック端子として、高速なサンプリングクロックの代わりに、拡散データ入力制御部からの制御信号を使うことによって、各フリップフロップ状態をオン・オフ制御できるため、低消費電力が実現できる利点がある（請求項6）。

【0112】さらに、該拡散データパス部におけるデータ保持部のクロック入力側に、システムクロックを反転するとともに、このシステムクロック反転信号と該拡散データ入力制御部からの制御信号との論理積演算を施して該論理積演算出力を該データ保持部へのクロック入力信号とする論理回路部を設けて構成してもよく、このようにすれば、例えば、データ保持部を複数のフリップフロップで実現した場合において、各フリップフロップのクロック端子に、直接高速なサンプリングクロックを入力せず、拡散データ入力制御部からの制御信号との論理積をとることによって、各フリップフロップ状態をオン・オフ制御できるため、低消費電力が実現される（請求項7）。

【0113】そして、該拡散データパス部と該演算部との間に、上記の各データ保持部からの出力を選択的に該演算部へ出力しうるセレクト部が設けられるとともに、該セレクト部の選択制御を行なうセレクト制御部を設けて構成することができ、このようにすれば、例えば、データ保持部を複数のフリップフロップで実現した場合において、セレクト部によって選択されたフリップフロップだけが動作し、その他のフリップフロップは、停止状態になるので低消費電力化がなされるという利点がある（請求項8）。

【0114】本発明のCDMA通信方式の無線受信装置によれば、受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式の受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力と、拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する演算部とを有するマッチドフィルタをそなえて構成されているので、相互相関の計算の特徴、データの依存性などを利用して、低電力設計ができ、回路全体のスイッチング率が効果的に改善されて、消費電力を非常に小さくすることができる利点がある。また、例えば、移動

機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効であるという利点があり、また、フルディジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となって、移動機の小型化を促進することができ、さらに、端末の低コスト化に寄与できるという利点がある（請求項9）。

【0115】また、本発明のCDMA通信方式の無線受信装置によれば、受信アンテナを通じて受信されたCDMA通信方式でQPSK変調を施された受信信号について拡散復調を施す拡散復調部をそなえたCDMA通信方式の無線受信装置において、該拡散復調部が、拡散データを入力されるべく複数のデータ保持部を並列的に配置した構成の拡散データパス部と、該拡散データの入力に応じて上記の拡散データパス部における各データ保持部へのデータ保持制御を順次行なっていく拡散データ入力制御部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とIチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともに、それぞれの乗算結果を加算して出力する第1演算部と、上記の拡散データパス部の各データ保持部からの出力とQチャネル用拡散符号との乗算を行なうとともにそれぞれの乗算結果を加算して出力する第2演算部とを有するマッチドフィルタをそなえて構成されているので、マッチドフィルタの個数を半分にすることができ、相互相関の計算の特徴、データの依存性、対称性などを利用して、低電力設計ができ、回路全体のスイッチング率が効果的に改善されて、消費電力を非常に小さくすることができる利点がある。また、例えば、移動機のような消費電力を厳しく要求する設計に対して非常に有効であるという利点があり、また、フルディジタルのため、他の回路と一緒に簡単に大規模集積化が可能となって、移動機の小型化を促進することができ、さらに、端末の低コスト化に寄与できるという利点がある（請求項10）。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理ブロック図である。

【図2】本発明の原理ブロック図である。

【図3】一般的な、広帯域DS-SS-CDMA方式を用いた無線端末の受信部の拡散復調部を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1実施形態にかかるディジタルマッチドフィルタのブロック図である。

【図5】本発明の第1実施形態にかかる拡散データ入力制御回路と拡散データパスレジスタ回路の接続構成を示す図である。

【図6】本発明の第1実施形態にかかる拡散データパスレジスタ回路が、概念的に環状に配置されていることを説明するための図である。

【図7】一般的な4倍オーバーサンプリング制御回路を示す図である。

【図8】本発明に適用される4倍オーバーサンプリング制

御回路の構成を示す図である。

【図9】本発明の第1実施形態の変形例にかかるディジタルマッチドフィルタのブロック図である。

【図10】本発明の第2実施形態にかかる広帯域DS-CDMA方式を用いた無線端末の拡散復調部のブロック図である。

【図11】本発明の第2実施形態にかかるディジタルマッチドフィルタのブロック図である。

【図12】本発明の第2実施形態にかかる共用拡散データパス部と、オーバサンプリング回路及びオーバサンプリング回路との接続形態を示す図である。

【図13】本発明に適用されるFFs（複数フリップフロップ）の回路構成を示す図である。

【図14】（a）は本発明に適用されるFF（フリップフロップ）の入力制御回路の構成を示す図であり、（b）はそのFFのタイムチャートを示す図である。

【図15】本発明に適用されるクロック遅延型FFs制御回路の構成を示す図である。

【図16】（a）は本発明に適用される、クロック遅延型FFの入力制御回路の構成を示す図であり、（b）はそのFFのタイムチャートを示す図である。

【図17】本発明に適用される反転クロック型FFs制御回路の構成を示す図である。

【図18】（a）は本発明に適用される、反転クロック型FFの入力制御回路の構成を示す図であり、（b）はそのFFのタイムチャートを示す図である。

【図19】本発明に適用される2進数カウンタ方式拡散データ入力制御回路を示す図である。

【図20】一般的な、DS-CDMA方式を用いた無線端末の送信部を示すブロック図である。

【図21】一般的な、DS-CDMA方式において一次変調にQPSKを用いた場合の送信データを示すブロック図である。

【図22】一般的な、DS-CDMA方式を用いた無線端末の受信部を示すブロック図である。

【図23】一般的な、広帯域DS-CDMA方式を用いた無線端末の受信部の拡散復調部を示すブロック図である。

【図24】従来の、マッチドフィルタのブロック図である。

【符号の説明】

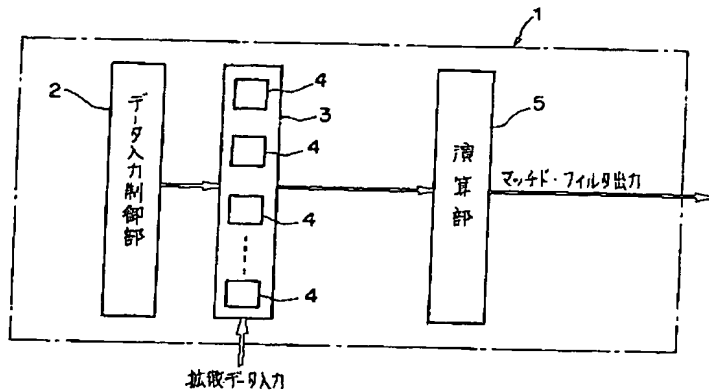
- 1, 6 マッチドフィルタ
- 2 データ入力制御部
- 3 拡散データパス部
- 4 データ保持部
- 5 演算部
- 7, 77 拡散データパスレジスタ回路（拡散データパス部）
- 8, 88 オーバサンプリング制御回路（セクタ制御部）

- 8a, 88a セクタ
- 8b, 88b 'O'-State FSM
- 9, 51, 99 演算回路（部）
- 9a, 51a, 99a 乗算回路
- 9b, 51b, 99b 加算回路
- 10 拡散データ入力制御回路（部）
- 10a, 13a, 14a, 15a FF（フリップフロップ）
- 11 ディジタルマッチドフィルタ（低電力マッチドフィルタ）
- 13, 14, 15 FFs（複数フリップフロップ）
- 13b, 14b, 15b, 15c ANDゲート
- 14c バッファ
- 15d インバータ
- 16 2進数カウンタ方式拡散データ入力制御回路
- 17 Kビットカウンタ
- 18 デコーダ
- 19 複数演算部
- 20-1, 20-2, 20-3, 20-4, 21-1, 21-2 ディジタルマッチドフィルタ（低電力マッチドフィルタ）
- 22 拡散データパス回路
- 22-a, 22-b, 22-c, 22-d, 22-e, 22-f, 22-g, 22-h シフトレジスタ
- 22-i (i=1, 2, ..., M) シフトレジスタ
- 22-ia (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-ib (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-ic (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-id (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-ie (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-if (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-ig (i=1, 2, ..., M) FF
- 22-ih (i=1, 2, ..., M) FF
- 23 乗算部
- 24 レプリカ符号用レジスタ
- 25 加算部
- 26, 27 拡散レプリカ符号レジスタ
- 28 ディジタルマッチドフィルタ
- 30 DS-CDMA方式を用いた無線端末の送信部
- 31 一次変調部
- 32 拡散変調部
- 33 周波数変換部
- 34 RF増幅部
- 35 アンテナ
- 36a, 36b, 36c, 36d 乗算器
- 37a, 37b 加算器
- 40 DS-CDMA方式を用いた無線端末の受信部
- 41 アンテナ
- 42 RF増幅部

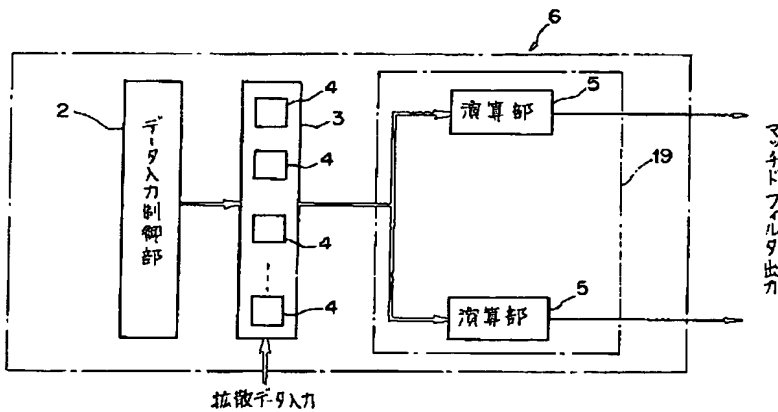
- 4 3 周波数変換部
 4 4, 4 6 拡散復調部
 4 4 a ハイブリッド器
 4 4 b, 4 4 e ミキサ
 4 4 c 局部発振器
 4 4 d 90° 移相器

- * 4 4 f, 4 4 h A/D (アナログ/デジタル) 変換器
 4 4 g 拡散レプリカ符号発生器
 4 4 i, 4 4 j 加算器
 4 5 一次復調部
 * 5 0 4倍オーバーサンプリング制御回路

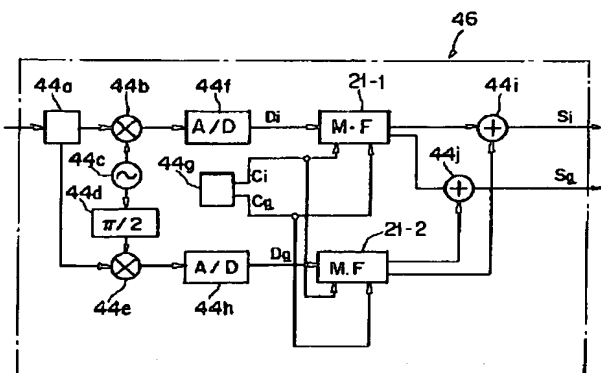
【図1】



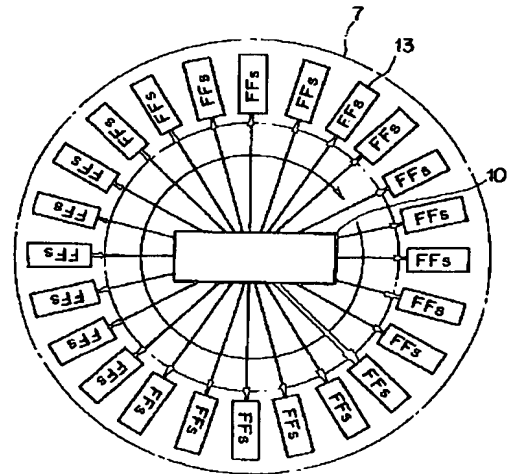
【図2】



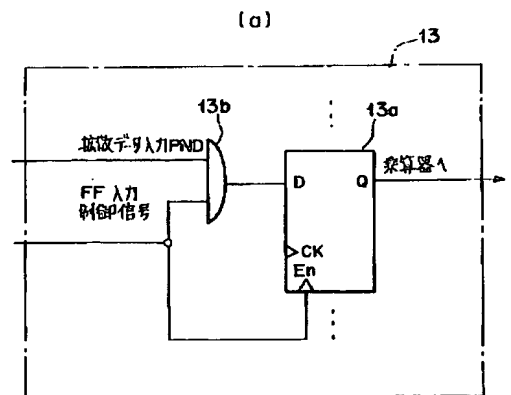
【図10】



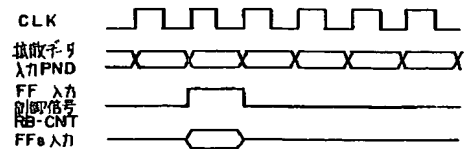
【図6】



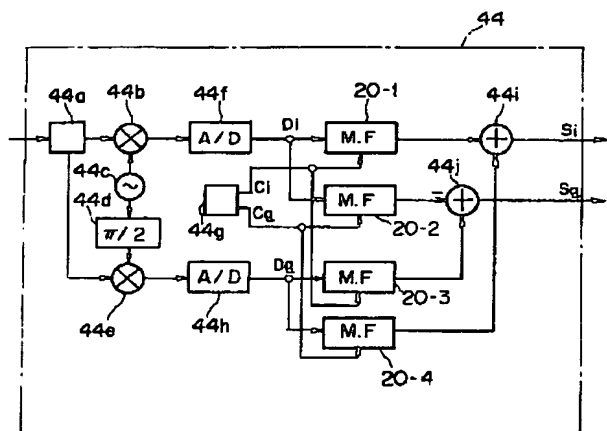
【図14】



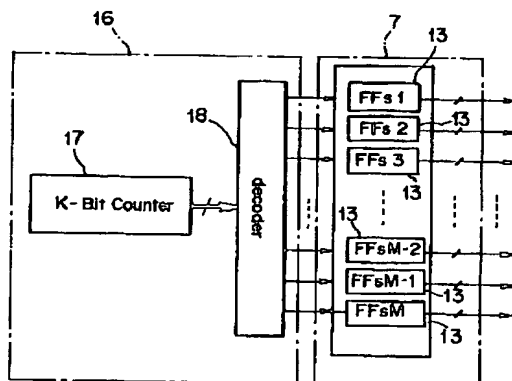
(b)



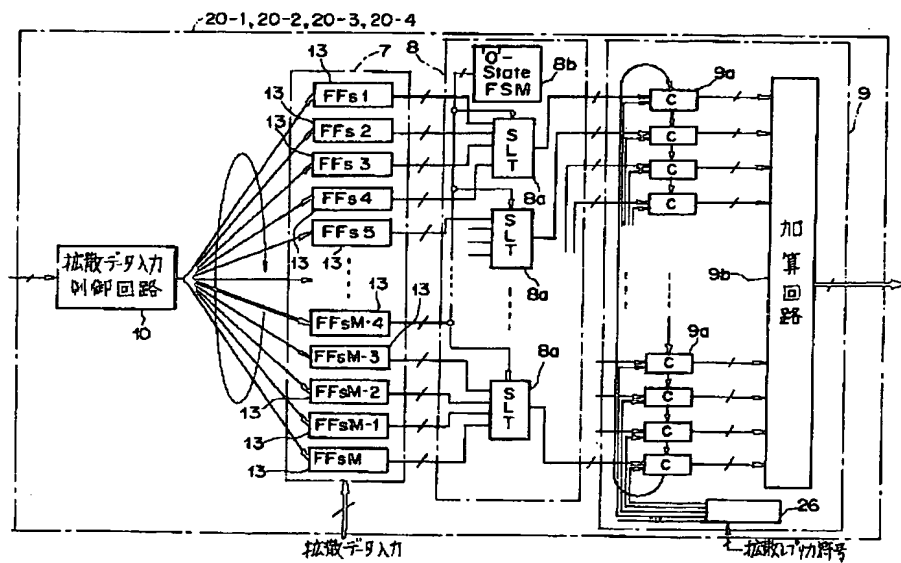
【図3】



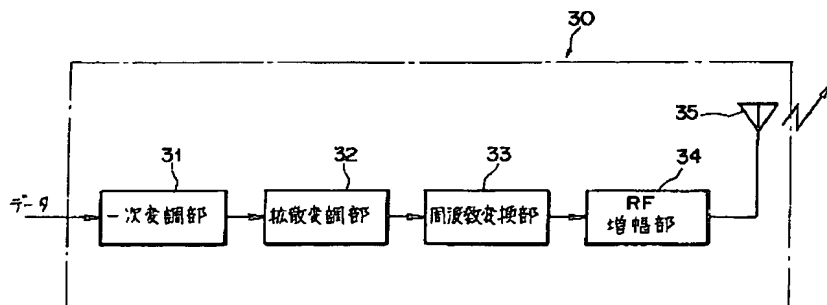
【図19】



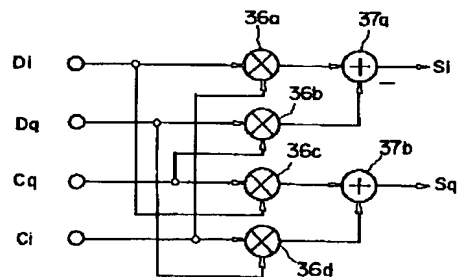
【図4】



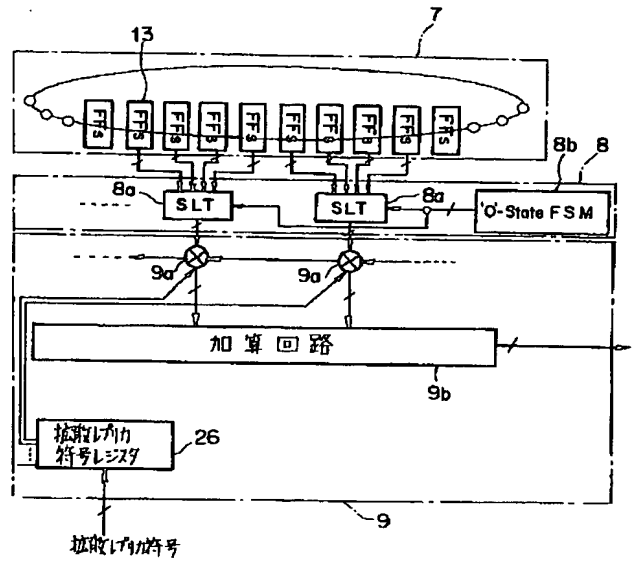
【図20】



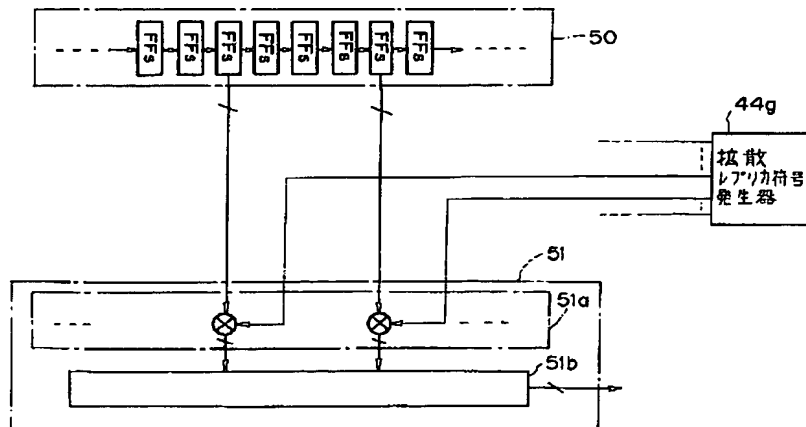
【図21】



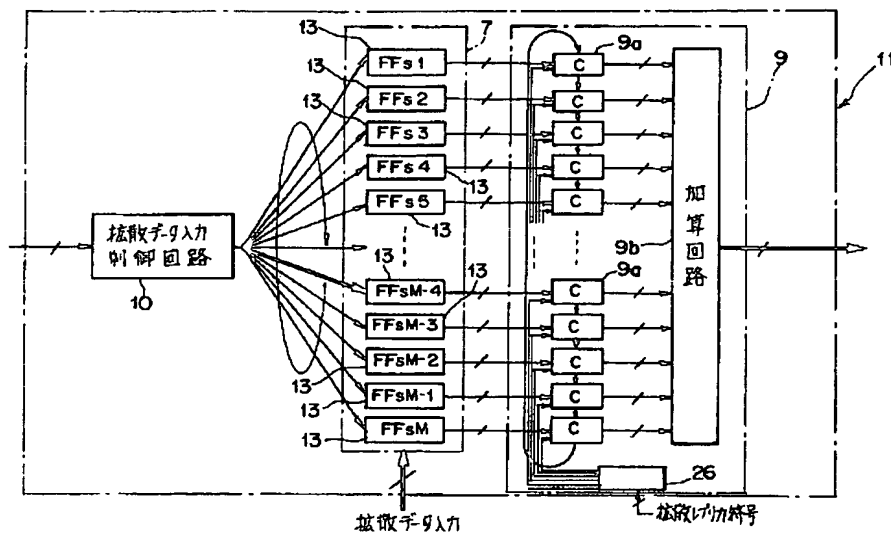
【図8】



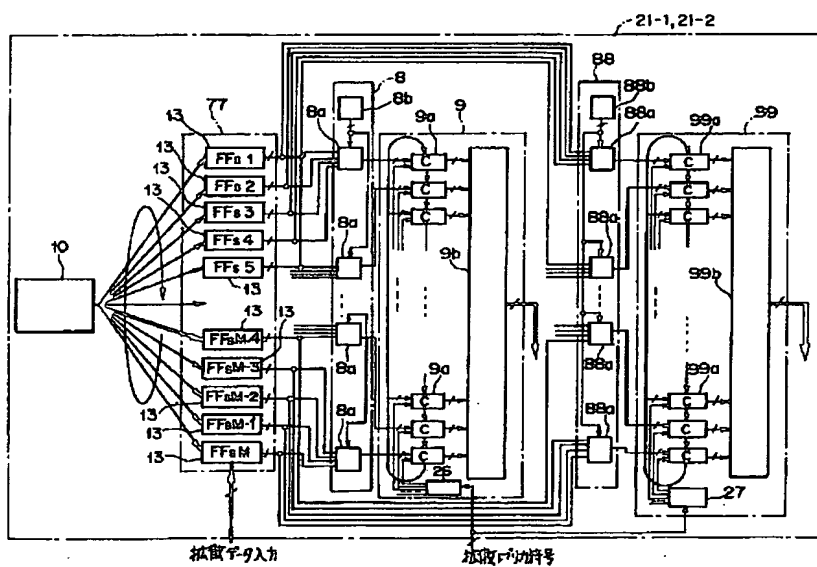
【図 7】



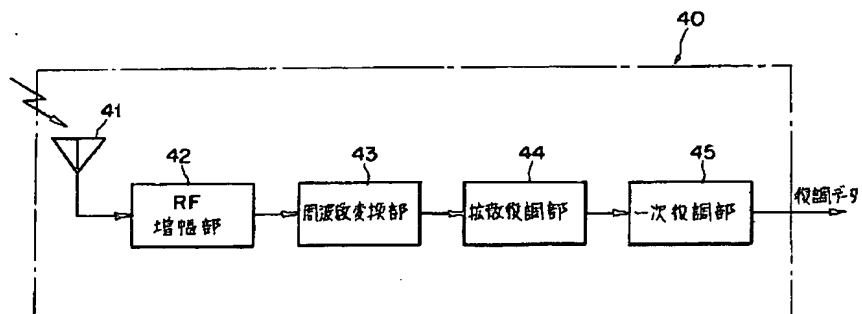
【図 9】



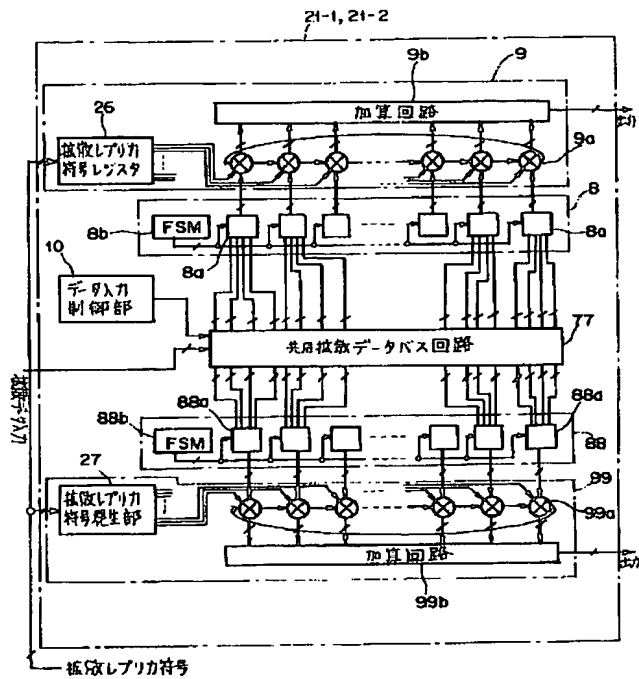
【図 1 1】



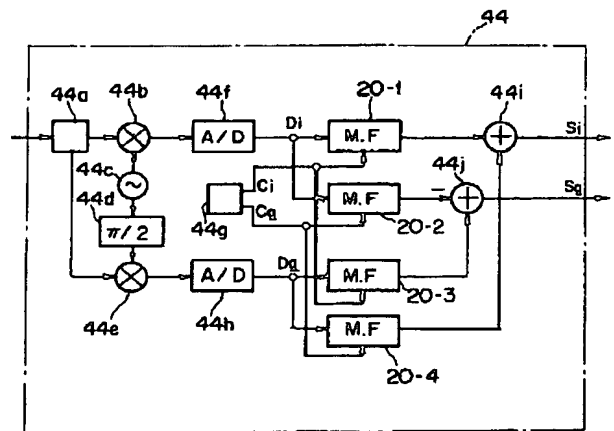
【図 2 2】



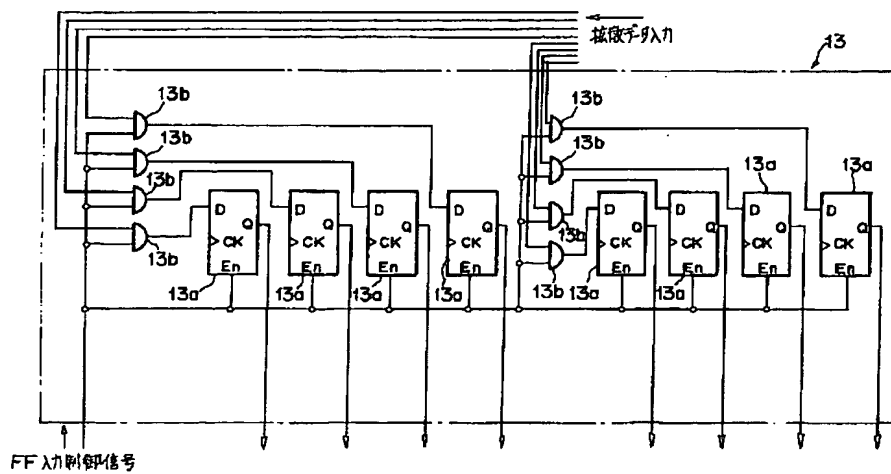
【図12】



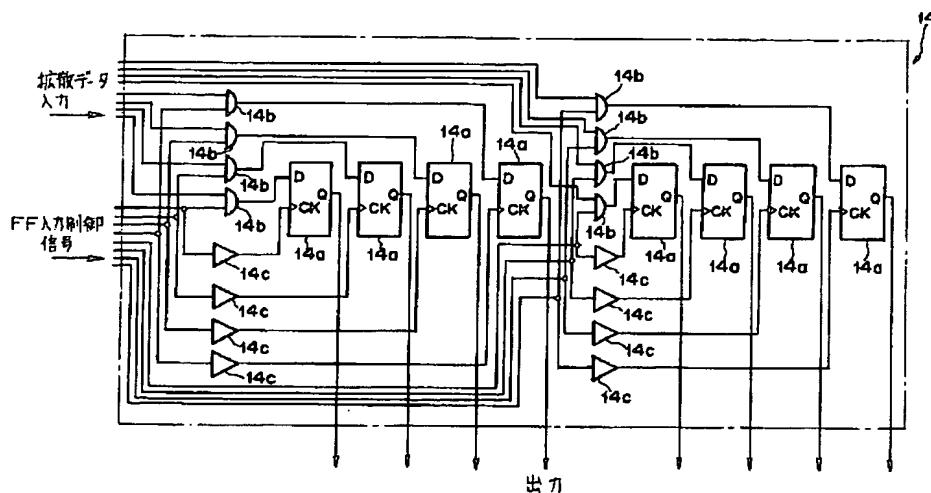
【図23】



【図13】

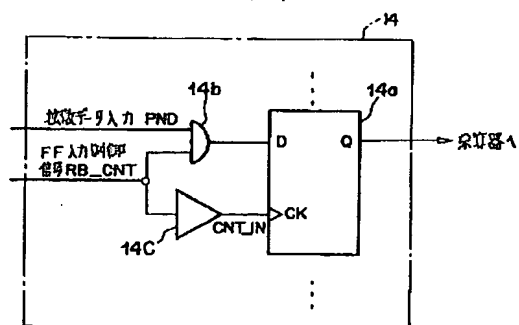


【図15】

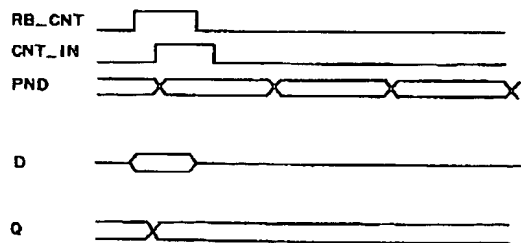


【図16】

(a)

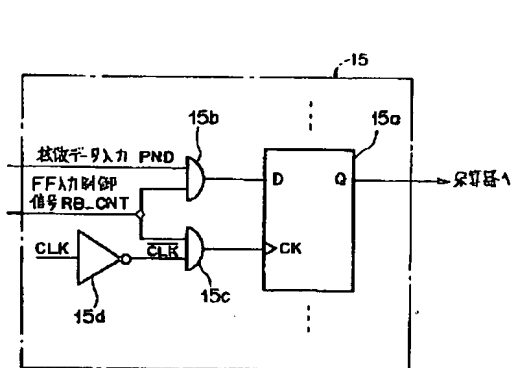


(b)

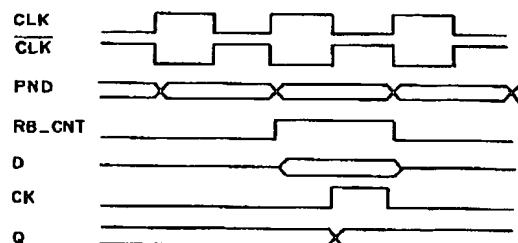


【図18】

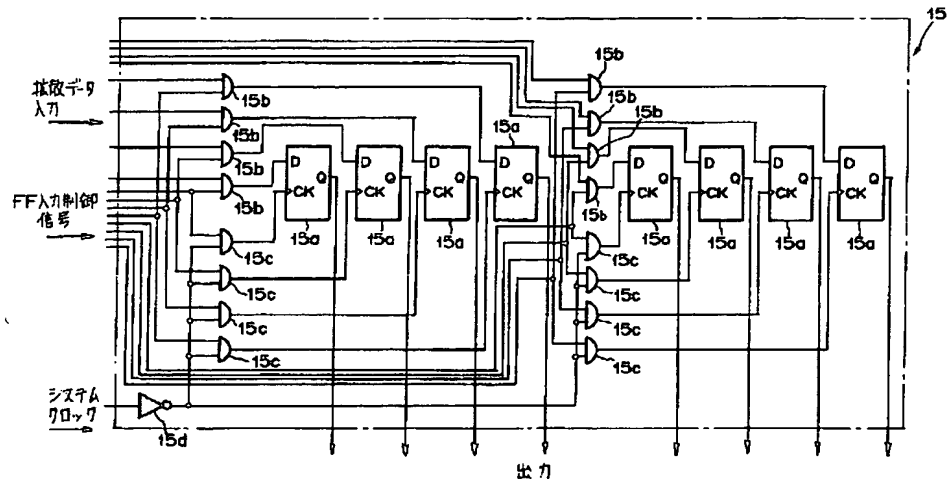
(a)



(b)



【図17】



【図24】

